

Schätzung der Kanalstoßantwortlänge in Funksystemen und ein neues Konzept für OFDM-Systeme mit adaptiver Schutzintervall-Länge

Channel Impulse Response Length Estimation in Radio Systems and a New Concept for OFDM Systems with Adaptive Guard Interval Length

Übersicht

In dieser Arbeit werden ein neues Verfahren zur Schätzung der Kanalstoßantwortlänge in Funksystemen sowie ein neues Konzept für OFDM-Systeme (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) mit adaptiver Schutzintervalllänge vorgestellt. Basierend auf den unterschiedlichen statistischen Eigenschaften des additiven Rauschens und des Mobilfunkkanals wird die Kanalstoßantwortlänge geschätzt. Das vorgestellte Verfahren liefert eine zuverlässige geschätzte Kanalstoßantwortlänge sogar bei einem Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis von 0 dB. Mit der Kenntnis der geschätzten Kanalstoßantwortlänge kann ein OFDM-System mit adaptiver Schutzintervalllänge realisiert werden, indem diese an die aktuelle Kanalstoßantwortlänge angepasst wird. Mit diesem Verfahren ist eine Optimierung der Schutzintervalllänge und damit eine Steigerung der spektralen Effizienz möglich.

Abstract

In this work, a new method for channel impulse response length estimation as well as a new concept for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems with adaptive guard interval length are proposed. Based on the different statistical characteristics of the additive noise and the mobile radio channels, the channel impulse response length will be estimated. The proposed method provides a reliably estimated channel impulse response length even at signal-to-noise ratio (SNR) of 0 dB. This method is applicable for an OFDM system with adaptive guard interval length, where the length of the guard interval is adapted to the current length of the channel impulse response. With this concept, the length of the guard interval can be optimized, and therefore an increase of the spectral efficiency is possible.

Index Terms

Schätzung der Kanalstoßantwortlänge, OFDM-Systeme mit adaptiver Schutzintervalllänge
Channel impulse response length estimation, OFDM systems with adaptive guard interval length

Von Van Duc Nguyen¹,
Hans-Peter Kuchenbecker²
und Matthias Pätzold¹

1. Einleitung

OFDM-Systeme (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) werden beispielsweise im digitalen Rundfunk DAB (*Digital Audio Broadcasting*), DVB-T (*Digital Video Broadcasting for Terrestrial transmission mode*), DRM (*Digital Radio Mondiale*) und in lokalen Funknetzen WLAN (*Wireless Local Area Network*) eingesetzt. Diese Systeme beseitigen die durch Mehrwegeausbreitung hervorgerufene Symbolinterferenz durch Einfügen von Schutzintervallen in den Datenstrom [1, 2, 3]. Da diese Schutzintervalle keine Nutzinformation übertragen, wird dadurch die erreichbare Datenrate reduziert. Die Datenratenreduktion ist um so größer, je länger die Schutzintervalle sind. Es besteht daher der Wunsch, die Schutzintervalle so kurz wie möglich zu halten.

Die Länge der Schutzintervalle richtet sich nach der Länge der Kanalstoßantwort, also der Antwort des Funkkanals auf einen Dirac-Impuls. Die Schutzintervalllänge muss mindestens so lang wie die Kanalstoßantwort sein. Allerdings ist die Länge der Kanalstoßantwort nicht konstant, sondern hängt wesentlich von der Umgebung ab, in der sich der Sender und der Empfänger befinden. Wechselt beispielsweise ein Teilnehmer eines lokalen Funknetzes vom Innenbereich eines Gebäudes in den Außenbereich, was in derartigen Systemen durchaus vorgesehen ist, dann wird die Kanalstoßantwort erheblich länger (Bild 1). Um diesen Effekt aufzufangen, wird bisher die Länge der Schutzintervalle auf den ungünstigsten Fall eingestellt, also auf die maximale Länge der Kanalstoßantwort. Dadurch wird die Übertragung weniger effizient, d. h. die Datenrate niedriger als nötig, solange sich der Teilnehmer in einem Umfeld mit kurzer Kanalstoßantwortlänge befindet.

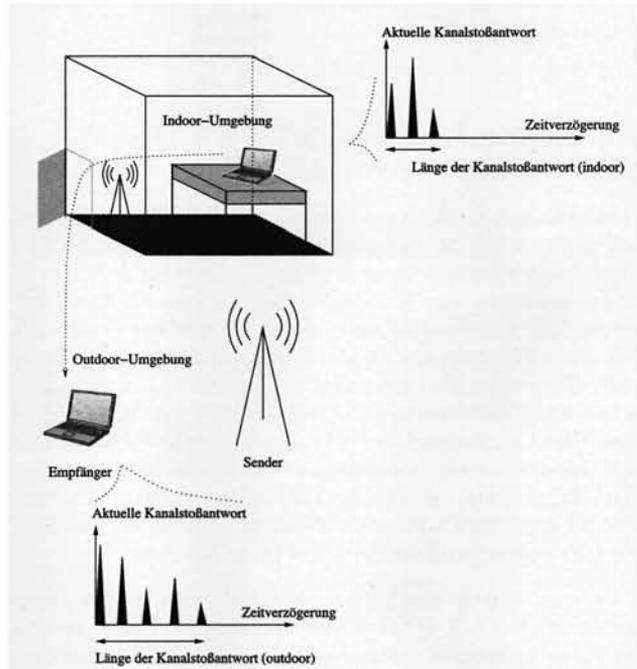


Bild 1: Abhängigkeit der Länge der Kanalstoßantwort von der Umgebung

Die vorliegende Arbeit beschreibt ein Verfahren zur fortlaufenden Schätzung der Länge der Kanalstoßantwort und ermöglicht damit eine optimale Anpassung der Länge des Schutzintervalls an die jeweilige Umgebung. Dadurch wird die jeweils maximal mögliche Datenrate erreicht, und zwar bei gleicher Sendeleistung und Bandbreite. Das Verfahren erhöht also die spektrale Effizienz und verbessert damit die Wirtschaftlichkeit des Funksystems erheblich.

¹ Agder University College, Faculty of Engineering and Science, Grimstad, Norway

² University of Hannover, Institut für Allgemeine Nachrichtentechnik, Hannover, Germany

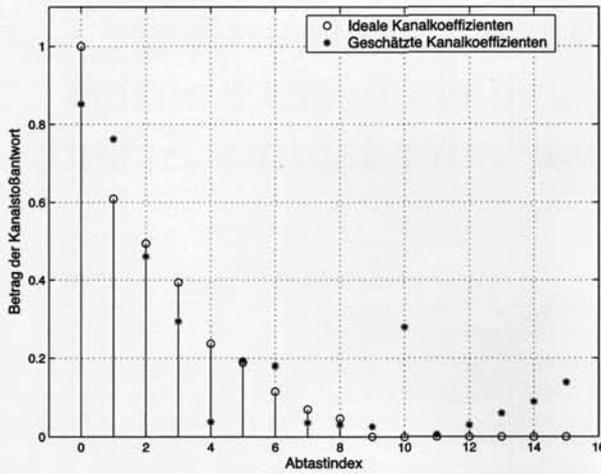


Bild 2: Beeinträchtigung der Kanalschätzung durch additives Rauschen (SNR = 5 dB)

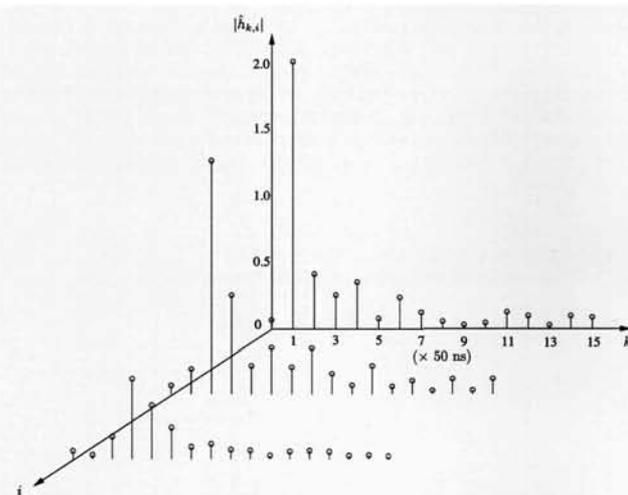


Bild 3: Geschätzte Kanalstoßantwort zu unterschiedlichen Zeitpunkten

In bisherigen Funksystemen wurde diese Adaptivität nicht realisiert, weil es mit den bekannten Methoden zur Kanalschätzung nicht möglich war, die Länge der Kanalstoßantwort genügend genau zu ermitteln. Das Empfangssignal, aus dem die Kanalstoßantwort geschätzt werden muss, ist nämlich in der Regel merklich durch Rauschen gestört. Daher ist es am Ausgang des Kanalschätzers schwierig zu erkennen, welcher Anteil von der eigentlichen Kanalstoßantwort und welcher vom Rauschen herrührt. Bild 2 zeigt ein Beispiel, bei dem Abtastwerte der tatsächlichen und der geschätzten Kanalstoßantwort gegenübergestellt sind. Darüber hinaus ist der Mobilfunkkanal von der Zeit abhängig, so dass die geschätzte Kanalstoßantwort zu unterschiedlichen Zeitpunkten unterschiedliche Form und Länge hat (Bild 3).

Untersuchungen zur Schätzung der Kanalstoßantwortlänge wurden in [4, 5, 6, 7, 8] beschrieben. Basierend auf dem geschätzten Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis wird die Kanalstoßantwortlänge in [4] geschätzt. Dieses Verfahren liefert besonders bei niedrigem SNR keine zuverlässigen Ergebnisse, weil die Kanalkoeffizienten mit kleiner Varianz vernachlässigt werden. Ähnlich zu diesem Verfahren wird die Kanalstoßantwortlänge in [5] durch eine vorgegebene Schwelle geschätzt. Das Verfahren in [6] basiert auf der Minimierung der Schätzvarianz der Kanalkoeffizienten für unterschiedliche, angenommene Längen der Kanalstoßantwort. Der Bereich zwischen minimaler und maximaler Kanalstoßantwortlänge muss im Empfänger bekannt sein. Wie empfindlich das Verfahren gegenüber der Zeitvarianz des Kanals und dem Rauschen ist, wurde in [6] nicht diskutiert. Darüber hinaus erfolgt die Berechnung der Schätzvarianz der Kanalkoeffizienten über die Berechnung inverser Matrizen, wodurch

die Komplexität des Verfahrens erhöht wird. Die Methode in [7] beruht auf dem Informationskriterium AIC (*Akaike Information Criterion* [9, 10]). Die Simulationsergebnisse in [7] zeigen jedoch, dass eine hinreichend genaue Schätzung der Kanalstoßantwortlänge damit nicht zu erwarten ist. In [8] erfolgt eine einfache Bestimmung der Kanalstoßantwortlänge durch einen vorgegebenen Faktor, der die tatsächliche Kanalleistung zur Leistung des geschätzten Kanals ins Verhältnis setzt. Da die tatsächliche Kanalleistung im Empfänger nicht bekannt ist, führt ein vorgegebener Faktor in der Regel zu einer ungenau geschätzten Kanalstoßantwortlänge.

Mit dem im Folgenden vorgestellten Verfahren ist es möglich, trotz der Rauschstörungen und der Zeitvarianz des Kanals eine sehr genaue Schätzung der Länge der Kanalstoßantwort und der Rauschvarianz zu erhalten.

Zur Schätzung der Kanalstoßantwortlänge wird im Abschnitt 2 eine Hilfsfunktion eingeführt. Das neue Verfahren wird im Abschnitt 3 erläutert. Abschnitt 4 beschreibt die Struktur des OFDM-Systems mit adaptiver Schutzintervalllänge. Simulationsergebnisse werden im Abschnitt 5 dargestellt und diskutiert. Die Zusammenfassung im Abschnitt 6 schließt diesen Beitrag.

2. Einführung einer Hilfsfunktion

Das Verfahren verwendet das Ausgangssignal eines als bekannt vorausgesetzten Kanalschätzers. Dieses Signal wird durch Abtastwerte im Abstand t_a dargestellt, die als geschätzte Kanalkoeffizienten $\tilde{h}_{k,i}$ bezeichnet werden. Diese bestehen aus einer Überlagerung der tatsächlichen Kanalkoeffizienten $h_{k,i}$ und der Rauschkomponenten $n_{k,i}$, d. h.

$$\tilde{h}_{k,i} = h_{k,i} + n_{k,i} \quad (1)$$

Der Index k bezeichnet den k -ten Kanalkoeffizienten mit der Verzögerungszeit $\tau_k = k \cdot t_a$, und der Index i entspricht dem i -ten OFDM-Symbol.

Im Folgenden wird vorausgesetzt, dass die Länge des Ausgangssignals des Kanalschätzers (gegeben durch die Zahl der geschätzten Kanalkoeffizienten) mindestens so groß wie diejenige der längsten Kanalstoßantwort ist. Weiterhin wird von der Tatsache Gebrauch gemacht, dass sich die Länge der Kanalstoßantwort wesentlich langsamer ändert als die Kanalkoeffizienten selbst. Für das additive Rauschen wird vorausgesetzt, dass es mittelwertfrei und seine Varianz

$$\sigma^2 = E \left[|n_{k,i}|^2 \right] \quad (2)$$

für alle Kanalkoeffizienten gleich groß ist.

Bild 2 zeigt beispielhaft die geschätzten Kanalkoeffizienten bei Anwesenheit von additivem Rauschen (SNR = 5 dB), wobei die tatsächliche Kanalstoßantwortlänge N_p und die Länge des Ausgangssignals des Kanalschätzers N_K jeweils 9 und 16 Abtastwerte betragen und das von HiperLAN/2 übernommene Abtastintervall eine Länge von 50 ns hat [11]. In Bild 3 ist zu erkennen, dass sich die Form und die Länge der geschätzten Kanalstoßantwort mit der Zeit verändern. Ziel des Verfahrens ist es, die Länge der Kanalstoßantwort trotz starker Rauschstörungen und der Zeitveränderung des Kanals möglichst gut zu schätzen.

Zunächst wird die durch das Rauschen verursachte Störung durch Mittelung der quadratischen Beträge der geschätzten Kanalkoeffizienten über ein bestimmtes Zeitintervall vermindert (Bild 4). Die Länge L_M des Mittelungsintervalls richtet sich nach dem Umfeld des Funksystems und der momentanen Geschwindigkeit der mobilen Teilnehmer. Nach der Mittelung wird das daraus resultierende Ergebnis als $\hat{\rho}_{k,i'}$ bezeichnet, wobei i' die Anzahl der Mittelung ist.

Die so gebildeten gemittelten Betragsquadrate $\hat{\rho}_{k,i'}$ werden über k summiert, und zwar beginnend mit dem ersten, dann dem zweiten, dann dem dritten, und so fort, jeweils bis zum letzten Wert.

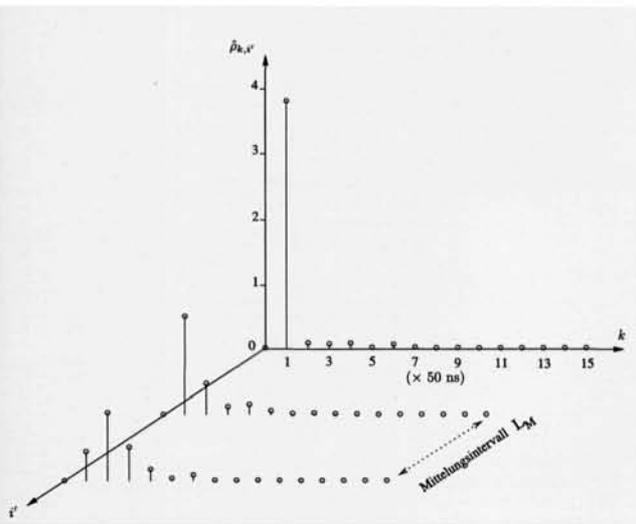


Bild 4: Gemittelte Kanalkoeffizienten zu unterschiedlichen Zeitpunkten

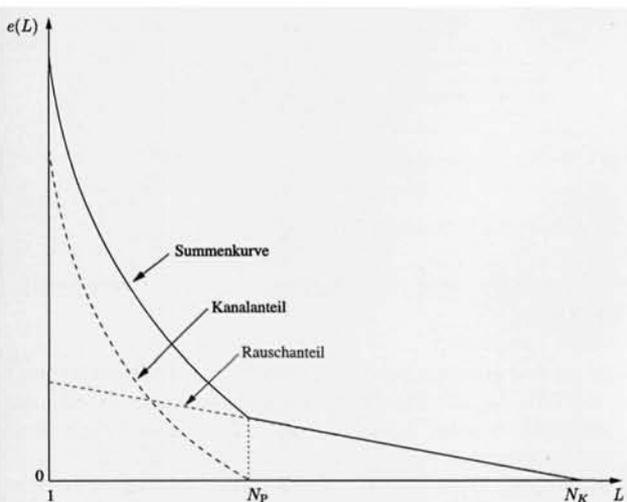


Bild 5: Summation der Beträge der Kanalkoeffizienten mit steigendem Anfangsindex

Es ergibt sich die in Bild 5 gezeigte durchgezogene Summenkurve. Diese enthält sowohl Komponenten der Kanalstoßantwort als auch des Rauschens. In der Abbildung sind auch die Anteile des Kanals und des Rauschens einzeln gestrichelt eingetragen, obwohl sie in der Realität nicht zu erkennen sind.

Die durch die Mittelung und Summation erzielte Summenkurve wird mit $e(L)$ bezeichnet, wobei L mit $0 \leq L \leq N_K - 1$ der Index des Ausgangssignals des Kanalschätzers ist. Um die mathematische Beschreibung der Funktion $e(L)$ darzustellen, wird die zeitliche Mittelung über den Zeitindex i durch die Erwartungswertbildung ersetzt. Es ergibt sich

$$e(L) = E \left[\sum_{k=L}^{N_K-1} |\tilde{h}_{k,j}|^2 \right] \quad (3)$$

Durch Einsetzen von $\tilde{h}_{k,j}$ aus (1) erhält man

$$\begin{aligned} e(L) &= E \left[\sum_{k=L}^{N_K-1} |h_{k,j} + n_{k,j}|^2 \right] \\ &= \sum_{k=L}^{N_K-1} \left\{ E \left[|h_{k,j}|^2 \right] + E \left[|n_{k,j}|^2 \right] \right\} \\ &= \sum_{k=L}^{N_K-1} \rho_k + (N_K - L) \sigma^2, \end{aligned} \quad (4)$$

wobei $\rho_k = E[|h_{k,j}|^2]$ und σ^2 durch (2) gegeben ist. Um nun den Rauschanteil vom Kanalanteil zu trennen, wird der Summenkur-

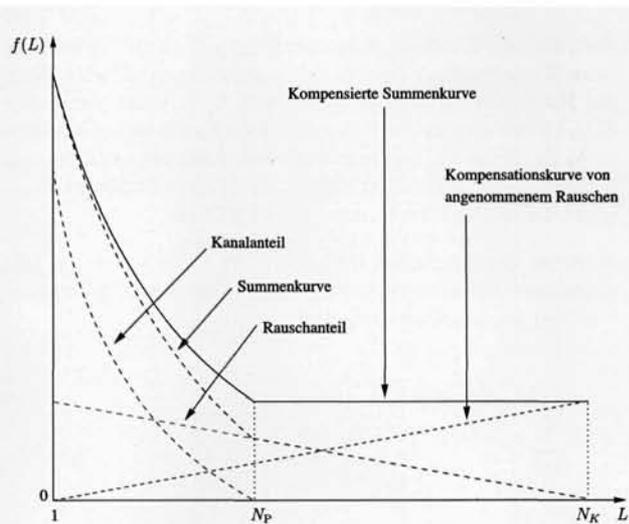


Bild 6: Veranschaulichung der Kompensation des Rauschanteils (die angenommene Rauschvarianz ist gleich der tatsächlichen Rauschvarianz)

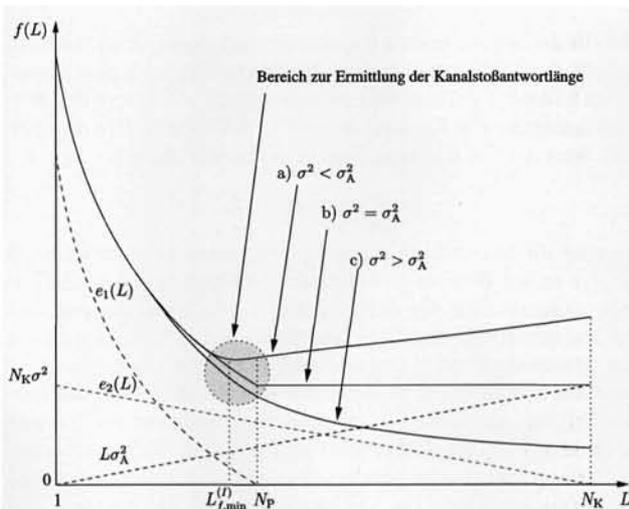


Bild 7: Zur Erläuterung des Algorithmus

ve ein künstlich zugefügter Rauschanteil überlagert. Dieser wird dadurch gebildet, dass dafür eine beliebige Varianz σ_A^2 angenommen und eine Summation der zugehörigen quadrierten Abtastwert-Beträge vorgenommen wird. Diese Summation erfolgt gegenläufig zur oben beschriebenen, also beginnend mit dem letzten Wert, dann dem vorletzten, dann dem Wert davor, und so fort, jeweils bis zum ersten Wert. Die so entstehende Kompensationskurve ist in Bild 6 gestrichelt eingetragen. Die Überlagerung führt zu der durchgezogenen kompensierten Summenkurve. Wenn die angenommene Rauschvarianz σ_A^2 mit der tatsächlichen Rauschvarianz σ^2 übereinstimmt, ergibt sich in der kompensierten Summenkurve eine Horizontale, und die Knickstelle markiert die Länge der Kanalstoßantwort.

Die kompensierte Summenkurve wird als die **Hilfsfunktion** $f(L)$ bezeichnet, deren mathematische Beschreibung wie folgt dargestellt werden kann:

$$f(L) = \sum_{k=L}^{N_K-1} \rho_k + (N_K - L) \sigma^2 + L \sigma_A^2. \quad (5)$$

Die Eigenschaft der Hilfsfunktion hängt vom Verhältnis zwischen der angenommenen Rauschvarianz und der tatsächlichen Rauschvarianz ab. Die drei folgenden unterschiedlichen Verläufe der Hilfsfunktion in Abhängigkeit von der angenommenen Rauschvarianz können unterschieden werden (Bild 7):

- a) Falls die angenommene Rauschvarianz größer als die tatsächliche Rauschvarianz ist, existiert immer ein minimaler Wert der Hilfsfunktion, d.h. $f(L_{f,\min}) = \min(f(L))$, wobei der Index $L_{f,\min}$ immer kleiner als die tatsächliche Kanalstoßantwortlänge N_P ist. Wenn die angenommene Rauschvarianz sich der tatsächlichen Rauschvarianz nähert, strebt auch der Index $L_{f,\min}$ gegen die tatsächliche Kanalstoßantwortlänge.
- b) Falls die angenommene Rauschvarianz exakt gleich der tatsächlichen Rauschvarianz ist, dann kann die Hilfsfunktion wie folgt wiedergegeben werden:

$$f(L) = \sum_{k=L}^{N_K-1} \rho_k + N_K \sigma^2. \quad (6)$$

Im diesem Fall ist die Hilfsfunktion eine monoton fallende Funktion im Bereich der Kanalstoßantwortlänge und nimmt einen konstanten Wert außerhalb des Bereichs der tatsächlichen Kanalstoßantwortlänge an ($f(L) = N_K \cdot \sigma^2$ für $L \geq N_P$).

- c) Falls die angenommene Rauschvarianz kleiner als die tatsächliche Rauschvarianz ist, dann ist die Hilfsfunktion eine monoton fallende Funktion im gesamten Bereich der Länge des Ausgangssignals des Kanalschätzers ($0 \leq L \leq N_K - 1$). Der minimale Wert der Hilfsfunktion liegt genau an der Stelle $L = N_K - 1$.

Da aber die tatsächliche Rauschvarianz nicht bekannt ist, wird bei der ersten Bildung der Hilfsfunktion eine relativ große Varianz angenommen, die deutlich über der maximal zu erwartenden Rauschvarianz liegt. Der Wert dieser ersten Varianz wird aus den Messwerten des Kanalschätzers berechnet. In diesem Fall endet die kompensierte Summenkurve in einem linear ansteigenden Teil, der ein Indiz für die zu große angenommene Varianz ist (Bild 7, Fall (a)). Daher wird im Folgenden die angenommene Varianz schrittweise gesenkt, bis der Fall (c) zum ersten Mal auftritt ist, dann wird der Absenkungsvorgang abgebrochen. Die angenommene Rauschvarianz im unmittelbar vorherigen Schritt liegt offensichtlich sehr dicht an der tatsächlichen Rauschvarianz. Damit kann die geschätzte Rauschvarianz bestimmt werden. Der vorherige Schritt ist natürlich entweder Fall (a) oder (b).

Im Fall (a) ergibt sich die geschätzte Kanalstoßantwortlänge aus dem Minimum der entsprechenden Hilfsfunktion. In diesem Fall ist die geschätzte Kanalstoßantwortlänge gleich oder kleiner als die tatsächliche Länge. Die Kanalstoßantwortlänge wird zu gering geschätzt, wenn die Stufengröße der Absenkung zu groß gewählt wird.

Fall (b) tritt nur ein, wenn die Stufengröße für die Absenkung der angenommenen Varianz beliebig klein gewählt wird. In diesem Fall hat die Hilfsfunktion kein Minimum, weil sie einen konstanten Wert im Bereich außerhalb der tatsächlichen Kanalstoßantwortlänge aufweist. Die auf dem Minimum der Hilfsfunktion basierende numerische Bestimmung der Kanalstoßantwortlänge liefert eine geschätzte Kanalstoßantwortlänge, die eine zufällige Zahl im Bereich von $L = N_P$ bis $N_K - 1$ annimmt. Um eine genauere Schätzung zu gewährleisten, muss die Bestimmung der Kanalstoßantwortlänge mehrmals durchgeführt werden. Eine einzelne Bestimmung wird als ein Experiment bezeichnet. Die ermittelte Kanalstoßantwortlänge in jedem Experiment wird in einem Vektor \vec{L} gespeichert. Die endgültige Bestimmung der geschätzten Kanalstoßantwortlänge entspricht dem minimalen Element des Vektors \vec{L} . Die geschätzten Rauschvarianzen in den Experimenten werden nicht weit voneinander liegen, weil die Stufengröße in jedem Experiment gleich gewählt wird. Die endgültige geschätzte Rauschvarianz wird durch die Mittelung der geschätzten Rauschvarianzen der einzelnen Experimente übernommen.

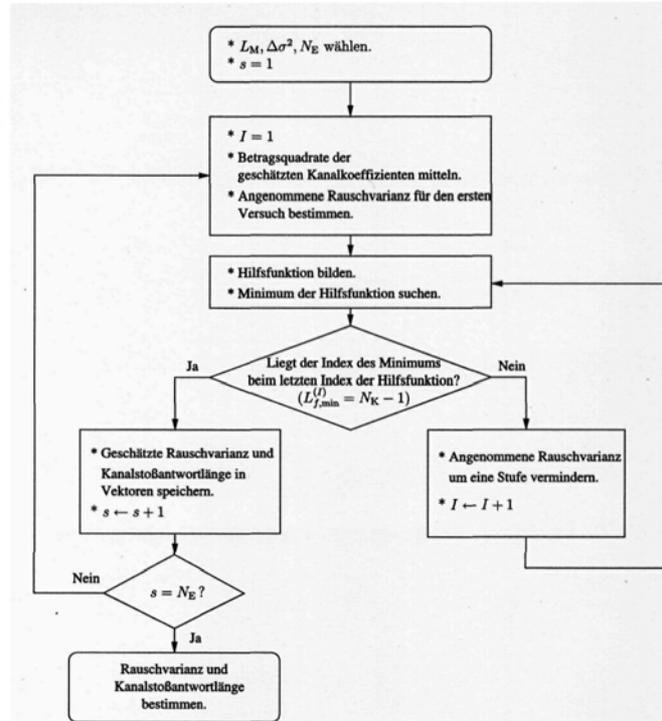


Bild 8: Ablauf des Verfahrens

3. Ablauf des Verfahrens

Das Verfahren wird in folgenden Schritten durchgeführt (Bild 8):

1. In der Initialisierungsphase werden die Länge des Mittelungsintervalls L_M , die angenommene Rauschvarianz σ_A^2 , die Stufengröße für jeden Absenkungsschritt $\Delta\sigma^2$ sowie die Anzahl der Experimente N_E festgelegt. Der Experimentindex s hat zu Beginn den Wert 1. Je größer die Länge des Mittelungsintervalls ist, umso stärker wird die Rauschstörung vermindert und umso genauer ist das geschätzte Ergebnis, aber umso mehr Zeit benötigt der Schätzvorgang. Daher ist die Länge des Mittelungsintervalls ein Kompromiss aus der geforderten Genauigkeit der geschätzten Kanalstoßantwortlänge und der zugelassenen Latenzzeit des Verfahrens. Die angenommene Rauschvarianz für das erste Experiment kann direkt aus den Messwerten der Kanaloeffizienten berechnet werden.

Es sei zunächst angenommen, dass die Kanalstoßantwort nur eine direkte Komponente besitzt ($N_P = 1$).¹ Die restlichen Komponenten werden als additives weißes Gaußsches Rauschen interpretiert. Dann führt die Mittelung dieser restlichen Komponenten offensichtlich auf die maximale Rauschvarianz, da sie nicht nur aus Rauschkomponenten, sondern auch aus Kanaloeffizienten bestehen.

Die Wahl der Stufengröße für jeden Absenkungsschritt ist ein Kompromiss zwischen der geforderten Genauigkeit der geschätzten Kanalstoßantwortlänge und der Rauschvarianz. Die Stufengröße soll so klein wie möglich gewählt werden, um eine genaue Rauschvarianz zu erreichen. Sie sollte aber nicht zu klein sein, damit der Absenkungsvorgang nicht zu langsam verläuft. Wenn die Stufengröße zu groß gewählt wird, kann dies auf eine zu kurz geschätzte Kanalstoßantwortlänge führen.

2. Die Berechnung des Hilfsfunktion $f^{(I)}(L)$ wird gemäß (5) durchgeführt, wobei I den Schritindex des Absenkungsvorgangs der angenommenen Rauschvarianz in einem Experiment s bezeichnet. Der Index $L_{f,\min}^{(I)}$ des Minimums der Hilfsfunktion wird gesucht. Falls $L_{f,\min}^{(I)} = N_K - 1$, wird Schritt 3 durchgeführt. Andernfalls wird der Algorithmus wie folgt fortgesetzt:

¹ In diesem Fall ist die Kanalstoßantwort ein Dirac-Impuls

- Die angenommene Rauschvarianz wird um den Betrag $\Delta\sigma^2$ abgesenkt:

$$\sigma_A^2 \leftarrow \sigma_A^2 - \Delta\sigma^2. \quad (7)$$

- Der Schritindex I wird erhöht: $I \leftarrow I + 1$.
- Schritt 2 wird wiederholt.

3. Da $L_{f,\min}^{(j)} = N_K - 1$, d. h. der Fall (c) in Bild 7 ist zum ersten Mal aufgetreten, liegt die angenommene Rauschvarianz im vorigen Absenkungsschritt sehr dicht an der tatsächlichen Rauschvarianz. Die geschätzte Rauschvarianz im s -ten Experiment wird durch Mittelung der angenommenen Rauschvarianzen im aktuellen und im vorherigen Absenkungsschritt gebildet:

$$\hat{\sigma}^{2(s)} := \sigma_A^2 + \Delta\sigma^2/2. \quad (8)$$

Diese geschätzte Rauschvarianz wird dann in einem Vektor \vec{N} gespeichert:

$$\hat{\sigma}^{2(s)} \rightarrow \vec{N} = [\hat{\sigma}^{2(1)}, \hat{\sigma}^{2(2)}, \dots, \hat{\sigma}^{2(s-1)}]. \quad (9)$$

Der Index $L_{f,\min}^{(j)}$ des Minimums der Hilfsfunktion im vorherigen Absenkungsschritt ergibt die geschätzte Kanalstoßantwortlänge $\hat{N}_P^{(s)}$ im s -ten Experiment, die in einem Vektor \vec{L} gespeichert wird:

$$\hat{N}_P^{(s)} \rightarrow \vec{L} = [\hat{N}_P^{(1)}, \hat{N}_P^{(2)}, \dots, \hat{N}_P^{(s-1)}]. \quad (10)$$

Dann wird der Experimentindex s erhöht, und die Schritte 1 bis 3 werden $(N_E - 1)$ mal wiederholt.

4. Jetzt enthalten die Vektoren \vec{L} und \vec{N} jeweils N_E Elemente. Die endgültige geschätzte Kanalstoßantwortlänge wird durch das kleinste Element des Vektors \vec{L} beschrieben, d. h.

$$\hat{N}_P := \min[\hat{N}_P^{(1)}, \hat{N}_P^{(2)}, \dots, \hat{N}_P^{(N_E)}]. \quad (11)$$

Die geschätzte Rauschvarianz ergibt sich durch Mittelung aller Elemente des Vektors \vec{N} :

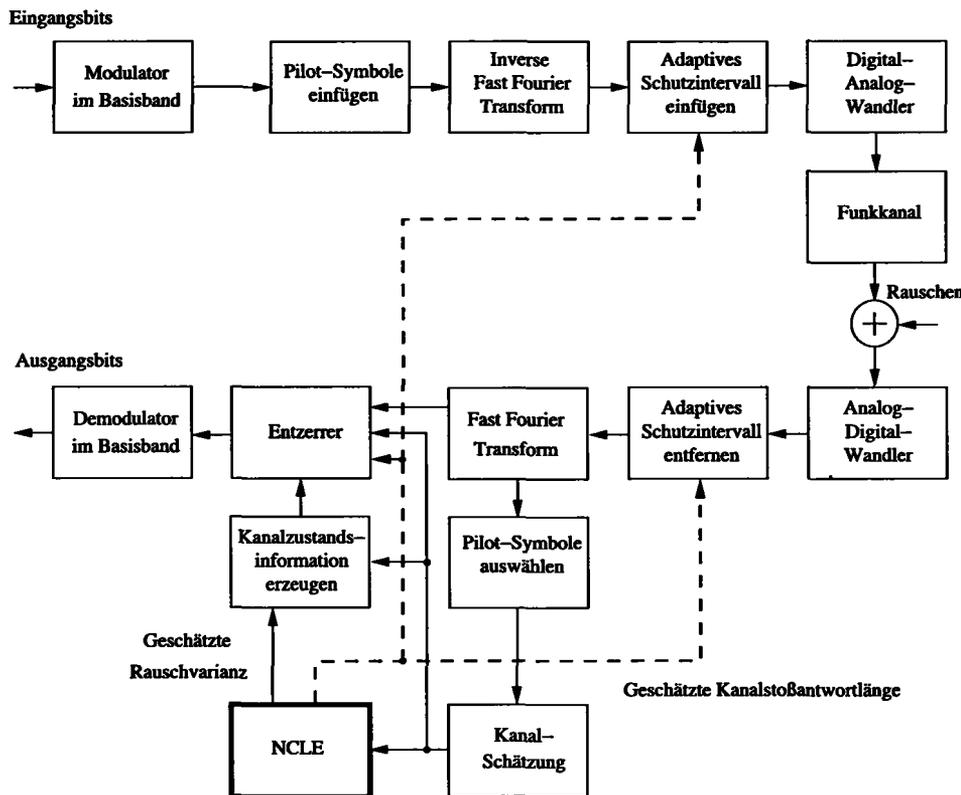
$$\hat{\sigma}^2 := \frac{1}{N_E} \sum_{s=1}^{N_E} \hat{\sigma}^{2(s)}. \quad (12)$$

4. Struktur des neuen OFDM-Systems

Bild 9 zeigt die Struktur des OFDM-Funksystems mit adaptiver Schutzintervalllänge, in welchem das neue Verfahren zur Schätzung der Kanalstoßantwortlänge und der Rauschvarianz eingebunden ist. Das Verfahren, das als NCLE (noise variance and channel impulse response length estimation) bezeichnet wird, legt im Sender und Empfänger die Länge des Schutzintervalls adaptiv und optimal fest. Darüber hinaus kann die geschätzte Rauschvarianz im Empfänger zur Erzeugung von Kanalzustandsinformation verwendet werden, die z. B. bei der Entzerrung und Kanaldekodierung benötigt wird.

Da der Uplink- und Downlink-Kanal unterschiedlich sind, müssen die Schätzung der Kanalstoßantwortlänge und die Signalisierung der Schutzintervalllänge für beide Richtungen erfolgen. Die Netzorganisation für ein OFDM-System mit adaptiver Schutzintervalllänge erfolgt ähnlich wie bei einem OFDM-System mit adaptivem Modulationsverfahren, so dass ein Rückkanal zur Übertragung der Kanalzustandsinformation vorhanden sein muss. Allerdings ist die zur Signalisierung der Schutzintervalllänge erforderliche Datenrate gering, weil die Kanalstoßantwortlänge sich nur langsam ändert. Diese Signalisierung kann in die Präambel des OFDM-Rahmens eingebettet werden.

Der Gewinn an Datenrate, der durch die angepasste Schutzintervalllänge erzielt werden kann, hängt davon ab, wie oft die Kommunikationsteilnehmer ihren Aufenthaltsort ändern und



NCLE: Neues Verfahren zur Schätzung der Kanalstoßantwortlänge und Rauschvarianz.

Bild 9: Struktur eines OFDM-Systems mit NCLE (Darstellung im äquivalenten Tiefpassbereich)

wie schnell sie sich bewegen. Außerdem existiert eine Abhängigkeit der maximalen Datenrate von der Anzahl der Teilnehmer und von ihrer Verteilung innerhalb einer Zelle. Quantitative Angaben können erst nach detaillierten Untersuchungen der Netzorganisation gemacht werden, die für zukünftige Arbeiten vorgesehen sind.

5. Simulationsergebnisse und Diskussionen

Zur Simulation wurden die Parameter von HiperLAN/2 [11] übernommen. Das in [12] beschriebene Kanalmodell A wurde in Betracht gezogen. Allerdings entsprechen nicht alle Positionen der Kanalkoeffizienten in [12] dem Abtastraster des Systems. Aus diesem Grund wurden diejenigen Positionen, die nicht im Abtastraster des Systems liegen, interpoliert. Die Kanalstoßantwortlänge des neuen Kanalmodells entspricht 9 Abtastwerten. Das Abtastintervall in [11] ist 50 ns, deshalb beträgt die gesamte Länge der Kanalstoßantwort 400 ns.

Zur Kanalschätzung wird jeder vierte Unterträger zur Übertragung von Pilotsymbolen verwendet. Da das System in [11] insgesamt 64 Unterträger besitzt, ist die Anzahl der Ausgangswerte des Kanalschätzers 16. Diese Zahl entspricht auch der Länge der geschätzten Kanalstoßantwort ($N_K = 16$). Durch Simulation ist zu beurteilen, ob der Empfänger mit dem vorgeschlagenen Verfahren die tatsächliche Kanalstoßantwortlänge bestimmen kann.

Wie in den Abschnitten 2 und 3 erläutert ist, hängt die Leistungsfähigkeit des Verfahrens von den drei Parametern Stufengröße $\Delta\sigma^2$, Anzahl der Experimente N_E und Länge des Mittelungsintervalls L_M ab. Um den Einfluss einzelner Parameter auf das Verfahren zu analysieren, wird jeweils nur einer davon variiert, während die anderen festgehalten werden. Wir wählen zuerst die Stufengröße $\Delta\sigma^2 = 10^{-4}$ und die Länge des Mittelungsintervalls $L_M = 1000$ OFDM-Symbole. Diese Länge entspricht einer Dauer von 3,2 ms. Das System wird zunächst mit starkem additiven Rauschen (SNR = 5 dB) getestet.

Die geschätzte Kanalstoßantwortlänge in Abhängigkeit von der Anzahl der Experimente ist in Bild 10 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass nach drei Experimenten die Kanalstoßantwortlänge exakt geschätzt wird. Eine genauere Schätzung ist in den ersten zwei Experimenten noch nicht zu erwarten. Dies liegt daran, dass die gewählte Stufengröße sehr klein ist, wodurch der Fall (b) der Hilfsfunktion auftreten kann.

Außerdem ist es wünschenswert zu wissen, wie die Stufengröße gewählt werden soll, um eine zuverlässige Schätzung zu erhalten. In diesem Fall wurden die Länge des Mittelungsintervalls und die Anzahl der Experimente ($L_M = 1000$, $N_E = 10$) festgehalten, während die Stufengröße variiert wurde. Bild 11 zeigt die geschätzte Kanalstoßantwortlänge als Funktion der Stufengröße. Aus den Ergebnissen kann man erkennen, dass die geschätz-

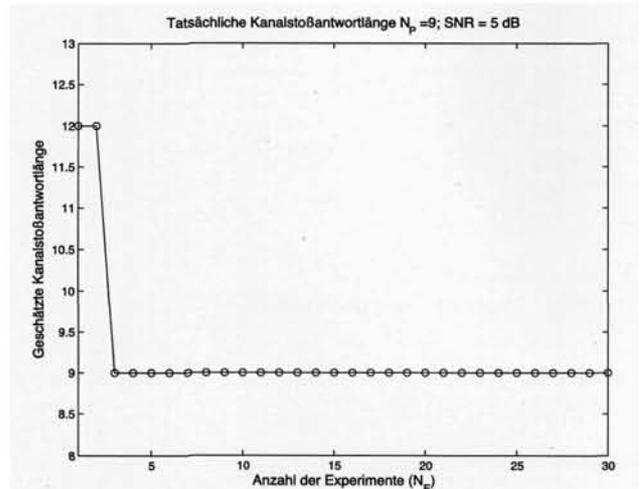


Bild 10: Geschätzte Kanalstoßantwortlänge in Abhängigkeit von der Anzahl der Experimente.

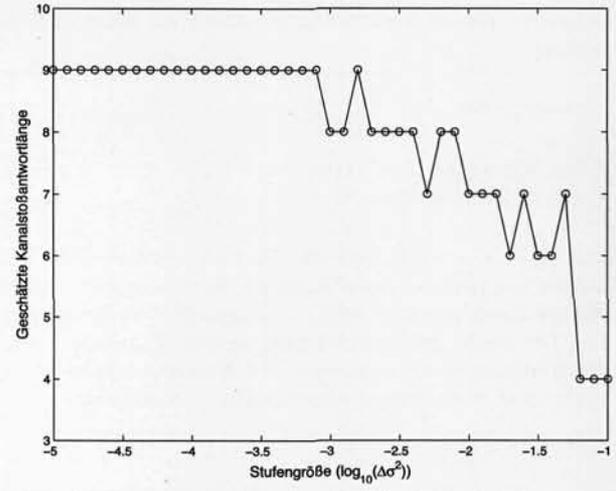


Bild 11: Geschätzte Kanalstoßantwortlänge in Abhängigkeit von der Stufengröße

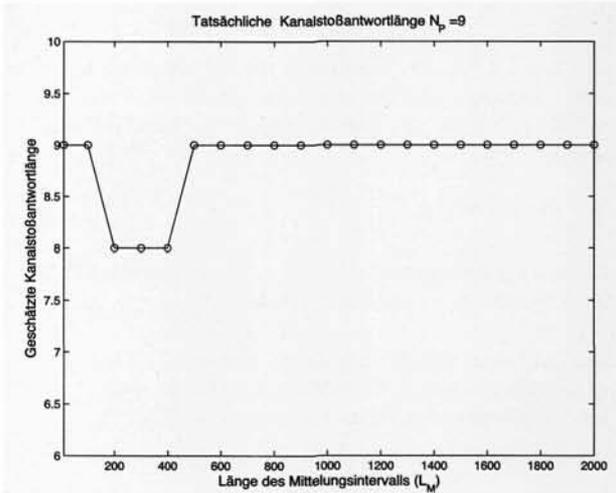


Bild 12: Geschätzte Kanalstoßantwortlänge in Abhängigkeit von der Länge des Mittelungsintervalls

te auch die tatsächliche Kanalstoßantwortlänge ist, wenn die Stufengröße kleiner als 10^{-3} gewählt wurde. Anhand der Eigenschaften der Hilfsfunktion kann man beweisen, dass eine genaue Schätzung der Kanalstoßantwortlänge zu erwarten ist, wenn die Stufengröße kleiner als der quadratische Betrag des letzten Kanalkoeffizienten gewählt wird [13].

Der Einfluss der Mittelungslänge auf das Verfahren ist in den folgenden Diagrammen dargestellt, wobei die Anzahl der Experimente und die Stufengröße ($N_E = 10$, $\Delta\sigma^2 = 10^{-4}$) festgehalten werden. Aus Bild 12 erkennt man, dass eine exakte Schätzung der Kanalstoßantwortlänge möglich ist, wenn die Mittelungslänge größer als 500 OFDM-Symbole ist. Bild 13 zeigt die Abhängigkeit der geschätzten Rauschvarianz von der Mittelungslänge.

Schließlich stellt sich die Frage, bei welchem SNR das Verfahren noch eine zuverlässige Schätzung liefert. Das Ergebnis der Schätzung der Kanalstoßantwortlänge in Abhängigkeit vom SNR ist in Bild 14 dargestellt. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass eine genaue Kanalstoßantwortlänge noch bei einem SNR von 0 dB erreicht werden kann, wenn die Mittelungslänge groß genug ist. Dies liegt daran, dass die Eigenschaften der Hilfsfunktion nicht vom Niveau des Rauschens abhängen.

6. Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde ein Verfahren zur zuverlässigen Schätzung der Kanalstoßantwortlänge (NCLE) vorgestellt. Damit ist ein Einsatz von OFDM-Systemen mit adaptiver Schutzintervalllänge möglich.

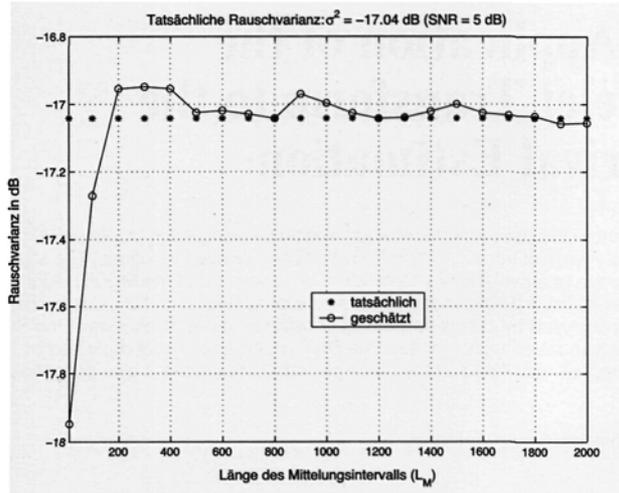


Bild 13: Geschätzte Rauschvarianz in Abhängigkeit von der Länge des Mittelungsintervalls

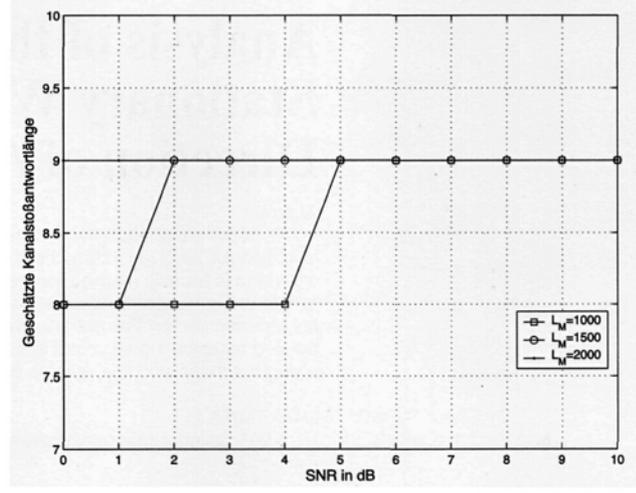


Bild 14: Geschätzte Kanalstoßantwortlänge in Abhängigkeit vom SNR

Das NCLE-Verfahren hat neben seiner guten Wirksamkeit den Vorteil, dass es robust gegen Rauschstörungen ist (es arbeitet noch bei einem Signal-Rauschleistungsverhältnis von 0 dB) und dass es mit geringem Signalverarbeitungsaufwand implementiert werden kann. Das Verfahren kann einfach realisiert werden, da es keine Matrix-Inversion benötigt.

Diese Arbeit ist teilweise in der Patentanmeldung [14] veröffentlicht. Die Autoren danken Herrn Dipl.-Ing. C. Kupferschmidt und den anonymen Gutachtern für die kritischen Anmerkungen zur Verbesserung dieses Beitrags.

Literatur

- [1] Chang, R. W.: Orthogonal Frequency Division Multiplexing. U.S. Patent 3 488 455, filed Nov. 14, 1966, issued Jan. 6, 1970.
- [2] Alard, M.; Lassalle, R.: Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers. EBU Technical Review, 224 (1987) pp. 168-190.
- [3] Bingham, J. A. C.: Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come. IEEE Commun. Mag. 28 (1990) pp. 5-14.
- [4] Bottomley, G. E.; Chen, J.-C.; Koilpillai, D.: System and Methods for Selecting an Appropriate Detection Technique in a Radiocommunication System. U.S. Patent 6 333 953 B1, issued Dec. 25, 2001.
- [5] Hudson, J. E.: Communication System and Methods of Estimating Channel Impulse Responses Therein. U.S. Patent 0043887 A1, issued Mar. 6, 2003.
- [6] Chen, J.; Lee, Y.: Joint Synchronization, Channel Length Estimation, and Channel Estimation for the Maximum Likelihood Sequence Estimator for High Speed Wireless Communications. Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC 2002-Fall) 3 (2002) pp. 1535-1539.
- [7] Larsson, E. G.; Liu, G.; Li, J.; Giannakis, G. B.: Joint Symbol Timing and Channel Estimation for OFDM Based WLANs. IEEE Com. Letters 5 (2001) 8 pp. 325-327.

- [8] Zhao, Y.; Huang, A.: A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform-Domain Processing. Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. 3 (1997) pp. 2089-2093.
- [9] Akaike, H.: A New Look at the Statistical Model Identification. IEEE Trans. on Automatic Control Ac-19 (1974) 6 pp. 716-723.
- [10] Söderström, T.; Stoica, P.: System Identification. London, U.K.: Prentice-Hall, 1998.
- [11] ETSI Technical Specification TS 101 475 V1.1.1 (2000-04): HiperLAN Type 2; Physical (PHY) layer, 2000.
- [12] Medbo, J.; Schramm, P.: Channel Model for HiperLAN/2 in Different Indoor Scenarios. ETSI EP BRAN 3ER1085B, 1998.
- [13] Nguyen, V. D.: Channel Impulse Response Length Estimation and Interference Cancellation for OFDM Systems. Aachen: Shaker Verlag, 2004.
- [14] Nguyen, V. D.; Kuchenbecker, H.-P.: Verfahren zur Regelung eines Schutzintervalls von Datenströmen in digitalen Funkübertragungseinrichtung und Funkempfangsgerät hierzu. Deutsche Patentanmeldung: DE 103 48 818.9, angemeldet am 21. Okt. 2003.

Dr.-Ing. V. D. Nguyen
 Prof.-Dr.-Ing. habil. M. Pätzold
 Agder University College, Faculty of Engineering and Science
 Grooseveien 36
 NO-4876 Grimstad
 Norway
 Tel: +47 (37) 2 50 00
 Fax: +47 (37) 25 30 01
 e-mail: Van.D.Nguyen@hia.no
 Matthias.Paetzold@hia.no

Prof.-Dr.-Ing. H.-P. Kuchenbecker
 Universität Hannover, Institut für Allgemeine Nachrichtentechnik
 Appelstr. 9A
 D-30167 Hannover
 Germany
 Tel: +49 (511) 762 2810
 Fax: +49 (511) 762 3030
 e-mail: ku@ant.uni-hannover.de (Eingegangen am 24. September 2004)